DOI:10.19652/j.cnki.femt.2406188

基于级联扩展状态观测器和新型滑模的 PMSM 控制

林琪深 周士贵 罗晓东 柴方博
(曲阜师范大学工学院 日照 276800)

摘 要:为了缩短永磁同步电机的响应时间,提高系统的动态性能、稳态精度和系统鲁棒性,设计了一种级联扩展状态观测器和自适应非奇异快速终端滑模控制相结合的控制系统。首先,基于电机数学模型,建立了级联扩展状态观测器,能够准确地观测和补偿扰动,优化了系统的动态性能、稳态精度和鲁棒性;其次,在速度环设计了新型非奇异快速终端滑模面和趋近率,能够有效地抑制 PI 控制中的转速超调和抖振现象,实现快速收敛;在控制器设计中,考虑到观测器估计误差是未知的,因此设计了一种自适应律,用以调整未知的估计参数;最后,对所提出的控制策略进行了严格的稳定性分析。仿真结果表明,与传统控制方法相比,转速超调抑制能力提升为 9.6%,同时转速快速响应能力提升 0.045 s,具有优异的速度动态性能和抗干扰能力,提高了系统的性能。

关键词:永磁同步电机;滑模控制;级联扩展状态观测器;自适应控制
中图分类号: TP273;TM341 **文献标识码**:A **国家标准学科分类代码**: 510.8020

PMSM control based on cascaded extended state observer and novel sliding mode

Lin Qishen Zhou Shigui Luo Xiaodong Chai Fangbo
(School of Engineering, Qufu Normal University, Rizhao 276800, China)

Abstract: In order to shorten the response time of permanent magnet synchronous motor, improve the dynamic performance, steady-state accuracy and robustness of the system, a control system combining cascaded extended state observer and adaptive non singular fast terminal sliding mode control was designed. Firstly, based on the mathematical model of the motor, a cascaded extended state observer was established, which can accurately observe and compensate for disturbances, optimizing the dynamic performance, steady-state accuracy, and robustness of the system. Secondly, a new type of non singular fast terminal sliding surface and approach rate were designed in the speed loop, which can effectively suppress speed overshoot and chattering phenomena in PI control and achieve fast convergence. In the controller design, considering that the observer estimation error is unknown, an adaptive law is designed to adjust the unknown estimation parameters. Finally, a rigorous stability analysis was conducted on the proposed control strategy. The simulation results show that compared with traditional control methods, the speed overshoot suppression ability is improved by 9.6%, and the speed fast response ability is improved by 0.045 s, with excellent speed dynamic performance and anti-interference ability, which improves the performance of the system.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; sliding mode control; cascade extended state observer; adaptive control

0 引 言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor,PMSM)以其高功率密度、高转矩惯性比、结构紧凑和快速响应等优势,在航空航天、新能源汽车、军事等多个领域得到了广泛应用[1]。传感器的高精度和可靠性对于 PMSM 的稳定运行至关重要。编码器作为 PMSM 中常用的位置传感器,虽然能够提供精确的位置信息,但存在着体积较大、安装复杂、高成本问题和容易发生故障等问题。因此,过去几十年中,许多研究人员致力于开发无需编码器的 PMSM 驱动技术,以实现对 PMSM 高性能的控制。在所有的控制方法中,无传感器控制因其良好的可行

收稿日期:2024-06-25

性和高估计精度而备受关注[2-4]。无位置传感器控制技术通过处理电流等物理量,估算出电机转子位置,有效解决了依赖位置传感器的电机控制系统问题。在无位置传感器控制技术中,根据不同的运行速度,采用不同的方法来获取转子位置信息。在低速运行时,利用转子的凸极性,通过高频信号注入[5]进行位置估计;在高速运行时,通过反电动势[6]来提取位置和速度信息,例如使用滑模观测器[7]、模型参考自适应观测器[8]或磁通观测器[9]等。传统的无传感器控制方法通常依赖于速度和电流回路中的PID控制。然而,由于PMSM系统是一个非线性、时变的复杂系统,传统控制方法难以在整个工作过程中提供满意的性能。为了提升PMSM系统的性能,研究者们提出了多种先进的控制技术,如模糊控制[10],线性自抗扰控制[11],模型预测控制[12]等。滑模控制(sliding mode control,SMC)[13]因其能够有效提高系统的抗干扰能力和鲁棒性,而成为了一种备受关注的方法,并在后续研究中得到了不断的改进。为了克服终端滑模控制中的奇异性问题,文献[14]提出了一种非奇异终端滑模控制(non-singular terminal sliding mode control,NTSMC)方法。为了进一步解决收敛时间问题,文献[15]提出了非奇异快速终端滑模控制(non singular fast terminal sliding mode control,NFTSMC)方案,该方案展现了更快的响应速度、更高的抗干扰性和较小的抖振。为了应对PMSM系统模型的不确定性和外界干扰,文献[16]提出了一种基于扩张状态观测器(extended state observer,ESO)的PMSM非奇异快速终端滑模控制策略。这种方法有效解决了系统受到外界干扰的问题,但在扰动变化过快或过大时,观测器可能无法及时准确地进行补偿。

为了缩短PMSM控制系统的响应时间,避免系统结构参数变化和外界干扰对系统稳定性的影响,本文针对表贴式永磁同步电机(surface mounted permanent magnet synchronous motor,SPMSM),设计了一种新的非级联控制方法,结合了自适应非奇异快速终端滑模控制(adaptive non singular fast terminal sliding mode control,ANFTSMC)和级联扩展状态观测器(cascaded extended state observer,CESO)。速度环采用ANFTSMC控制方法代替传统的PI控制,有效抑制转速超调和抖振现象,显著降低了速度误差,提高了SPMSM驱动系统的响应速度和稳健性。此外,采用实时扰动处理的CESO观测器。该观测器能准确地观测和补偿扰动,有效地抑制谐波,进一步提高了系统的动态性能、稳态精度和鲁棒性。

1 永磁同步电机的数学模型

永磁同步电机的机械运动方程为:

$$\begin{cases} J\dfrac{\mathrm{d}\omega_e}{\mathrm{d}t}=T_e-T_L-B\omega_e \\ T_e=\dfrac{3n_p\psi_f}{2}i_q \end{cases} \tag{1}$$

式中:ω_e为机械角速度;ψ_f为电机磁通;T_e为电磁转矩;T_L为负载转矩;B为粘性系数;J为转动惯量;n_p为极对数;i_q为q轴电流。

在d-q坐标系下,PMSM电流状态方程为:

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{R_s}{L_d}i_d+\dfrac{L_q}{L_d}\omega_e i_q+\dfrac{1}{L_d}u_d \\ \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{R_s}{L_q}i_q-\dfrac{L_d}{L_q}\omega_e i_d-\dfrac{1}{L_q}\omega_e\psi_f+\dfrac{1}{L_q}u_q \end{cases} \tag{2}$$

式中:R_s为定子电阻,L_d和L_q分别为q轴电感和q轴电感;u_d和u_q分别为d轴定子电压和q轴定子电压;i_d为d轴定子电流。传统的PMSM驱动系统通常采用级联控制架构,利用不同带宽的线性控制器分别对速度和电流进行调节。但是,在面对系统内的未建模动态、参数变化和非线性因素时,遇到了诸多挑战。为了克服这些局限性并提升系统的动态响应能力,发展出了非级联控制策略,该策略实现了速度和电流环的并行同步调节。

重新设计式(1)、(2)得到:

$$\begin{cases} \dot{\omega}_e=\alpha i_q-\alpha T_L-a_1\omega_e \\ \dot{i}_q=\beta u_q-b\omega_e\psi_f-b_1 i_q+b_2\omega_e i_d \end{cases} \tag{3}$$

其中,$\alpha=3n_p\psi_f/2J$,$a=1/J$,$a_1=B/J$,$\beta=1/L_q$,$b=1/L_q$,$b_1=R_s/L_q$,$b_2=-L_d/L_q$。在PMSM参数变化引起扰动时,式(3)可改写为:

$$\begin{cases} \dot{\omega}=(\alpha+\Delta\alpha)i_q-(a+\Delta a)T_L-(a_1+\Delta a_1)\omega_e \\ \dot{i}_q=(\beta+\Delta\beta)u_q-(b+\Delta b)\omega_e\psi_f-(b_1+\Delta b_1)i_q+ \\ \quad (b_2+\Delta b_2)\omega_e i_d \end{cases} \tag{4}$$

其中,$\Delta\alpha$、Δa、Δa_1、$\Delta\beta$、Δb、Δb_1和Δb_2表示由参数变化引起的扰动项。接下来,将式(4)视为一个二阶系统,并对其进行简化处理,具体如下:

$$\begin{cases} \dot{\omega}_e=\alpha i_q^*+f_1 \\ \dot{i}_q=\beta u_q^*+f_2 \end{cases} \tag{5}$$

$$\begin{cases} f_1=\alpha(i_q-\Delta i_q^*)-(a+\Delta a)T_L- \\ \quad (a_1+\Delta a_1)\omega_e+\Delta\alpha i_q \\ f_2=\beta(u_q-\Delta u_q^*)-(b+\Delta b)\omega_e\psi_f- \\ \quad (b_1+\Delta b_1)i_q+(b_2+\Delta b_2)\omega_e i_d+\Delta\beta u_q \end{cases} \tag{6}$$

其中,f_1和f_2分别表示PMSM驱动系统中与力学部分相关的动态,以及与q轴相关的未建模动力学、未知扰动和不确定性因素。

根据式(5)、(6)可以得到:

$$\ddot{\omega}=\alpha(\beta u_q^*+f_2)+\dot{f}_1 \tag{7}$$

2 控制器的设计

2.1 系统设计

定义速度误差的状态变量如下:

$$x_1=e=\omega_e^*-\omega_e \tag{8}$$

式中:ω_e^*表示给定机械角速度。由式(3)可知,PMSM的二阶模型可以表述为:

$$\begin{cases}\dot{x}_1 = x_2 + f_1 \\ \dot{x}_2 = -\alpha\beta u_q + f_2 \\ y = x_1\end{cases} \tag{9}$$

其中，x_2 表示为转速的导数，满足 $x_2=\dot{x}_1$，通过定义 $\vec{x}_1=x_2$ 和 $\vec{x}_2=x_2+f_1$，式(9)等价于：

$$\begin{cases}\dot{\vec{x}}_1 = x_2 \\ \dot{\vec{x}}_2 = -\alpha\beta u_q + \dot{f}_1 + f_2 \\ y = \dot{x}_1\end{cases} \tag{10}$$

2.2 CESO 的设计与稳定性分析

为了增强 PMSM 系统的稳定性，引入级 CESO 来对式(10)中扰动 f_1 和 f_2 进行估算。为了精确观测 f_1，设计了以下形式的两阶段级联线性 CESO：

$$\begin{cases}e_1 = z_1 - \hat{z}_1 \\ \dot{z}_1 = \alpha i_q + z_2 + l_1 e_1 \\ \dot{z}_2 = l_2 e_1 \\ e_2 = s_1 - \hat{s}_1 \\ \dot{s} = l_4 e_2 \\ f_1 = z_2 + s_2\end{cases} \tag{11}$$

式中：z_1 和 s_1 分别代表 ESO1 和 ESO2 对转速的估计值。同样地，z_2 和 s_2 分别代表 ESO1 和 ESO2 对扰动的估计。此外，l_1、l_2、l_3 和 l_4 为观测器的增益。用于观测 f_1 的 CESO 的具体框图如图 1 所示。

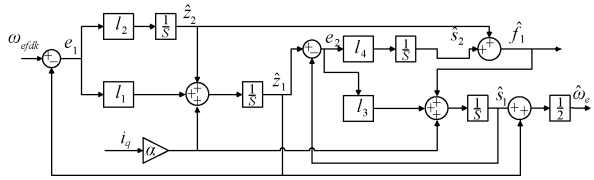


图 1 观测 f_1 联扩展状态观测器

Fig. 1 Observing f_1 linked extended state observer

为了精确地观测 f_2，设计了以下形式的二阶线性 ESO：

$$\begin{cases}e_1 = x_1 - \hat{x}_1 \\ \dot{z}_1 = \beta u_q + x_2 + m_1 e_1 \\ \dot{x}_2 = m_2 e_1 \\ e_2 = \eta_1 - \hat{\eta}_1 \\ \dot{\eta}_1 = \beta u_q + \eta_2 + m_3 e_2 + x_2 \\ \dot{\eta}_2 = m_4 e_2 \\ f_2 = x_2 + \eta_2\end{cases} \tag{12}$$

式中：x_1 和 η_1 分别表示 ESO1 和 ESO2 对电流的估计值。同样，x_2 和 η_2 分别表示 ESO1 和 ESO2 对扰动的估计。此外，m_1、m_2、m_3 和 m_4 是观测器的增益。用于观测 f_2 的级联扩展状态观测器的具体框图如图 2 所示。

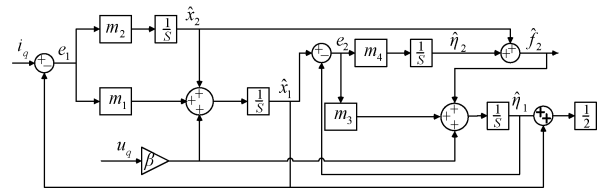


图 2 观测 f_2 扩展状态观测器

Fig. 2 Observing f_2 extended state observer

定理 1：由 CESO(式(11)和(12))估计的系统及其导数的扰动最终是一致有界的。

证明：设 $e_{ij}=e_i$，其中 i 或 $j=1,2$。用于观测 f_2 的二阶 ESO1 的误差方程可推导为：

$$\begin{cases}\dot{e}_{11} = e_{12} - m_1 e_{11} \\ \dot{e}_{12} = h - m_2 e_{11}\end{cases} \tag{13}$$

式中：e_{12} 是与估计扰动 x_2 相关的误差。该误差可以表述为：

$$\dot{e}_{12} = m_2 - \hat{m}_2 \tag{14}$$

设 $\gamma_i=e_{1i}/\omega_0^{i-1}$，$i=1,2$，由式(14)可知：

$$\dot{\boldsymbol{\gamma}} = \omega_o \boldsymbol{H}\boldsymbol{\gamma} + \frac{h\boldsymbol{K}}{\omega_o} \tag{15}$$

式中：$\boldsymbol{\gamma}=\begin{bmatrix}\gamma_1 \\ \gamma_2\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{H}=\begin{bmatrix}-2 & 1 \\ -1 & 0\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{K}=\begin{bmatrix}0 \\ 1\end{bmatrix}$。

由于矩阵 $\boldsymbol{H}$ 的两个特征值均为 -1，可以得出结论 $\boldsymbol{H}$ 是 Hurwitz 稳定的。因此，存在一个唯一的正定矩阵 $\boldsymbol{P}$ 使得：

$$\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P} + \boldsymbol{P}\boldsymbol{H} = -1 \tag{16}$$

其中，$\boldsymbol{P}=\begin{bmatrix}\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{3}{2}\end{bmatrix}$。

李雅普诺夫函数选择为：

$$V(\boldsymbol{\gamma}) = \boldsymbol{\gamma}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{\gamma} \tag{17}$$

求导可得：

$$\dot{V}(\boldsymbol{\gamma}) = \dot{\boldsymbol{\gamma}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{\gamma} + \boldsymbol{\gamma}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\dot{\boldsymbol{\gamma}} = -\omega_o \|\boldsymbol{\gamma}\|^2 + 2\omega_o^{-1}\boldsymbol{\gamma}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{K}h \tag{18}$$

由于函数 h 关于变量 x 是全局 Lipschitz 连续的，即存在一个常数 ζ，使得对于所有 x、z_{1i}，都有 $h\leqslant\zeta x - z_{1i}$ 成立，可以推导出如下关系：

$$2\omega_o^{-1}\boldsymbol{\gamma}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{K}h \leqslant 2\zeta\omega_0^{-1}\boldsymbol{\gamma}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{K}\|\boldsymbol{x} - \boldsymbol{z}_{1i}\| \tag{19}$$

当 $\omega_o\geqslant 1$，可以观察到 $\omega_o^{-1}\|\boldsymbol{x}-\boldsymbol{z}_{1i}\| = \omega_o^{-1}\|e_{1i}\| \leqslant \|\boldsymbol{\gamma}\|$ 成立。因此，可以得到：

$$2\omega_o^{-1}\boldsymbol{\gamma}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{K}h \leqslant \rho\|\boldsymbol{\gamma}\|^2 \tag{20}$$

当 $\omega_0>\rho$ 时，$\dot{V}(\boldsymbol{\gamma})<0$。同样适用于 e_{2i}。因此，可以得出：

$$\lim_{t\to\infty} e_{ij} = 0 \tag{21}$$

其中，i，$j=1,2$。

基于上述分析，可以得出结论，Lyapunov 的渐近稳定性定理成立，CESO 的收敛性得到证实。

2.3 ANFTSMC 控制器设计及其稳定性分析

在考虑参数摄动和未知扰动的影响下，为了实现对 SPMSM 的高性能控制，加快速度暂态响应，并提升稳态控制精度，通过调整速度误差自适应影响下的 NFTSMC 抖动项的系数，设计了 ANFTSMC 速度控制器。其相较于 PI 速度控制器，可以抑制转速超调并实现快速收敛。

根据式(7)，ANFTSMC 控制器设计如下：

$$u_q^* = \frac{-\dot{f}_1 - \alpha f_2 + \ddot{\omega} + u_c}{\alpha\beta} \tag{22}$$

式中：u_c 表示控制器的输出。

传统的符号函数抖振现象显著，因此采用饱和函数来代替符号函数，饱和函数 $sat(x)$ 为：

$$sat(x) = \begin{cases} \mu L, & x > L \\ \mu x, & -L \leqslant x \leqslant L \\ -\mu L, & x < -L \end{cases} \tag{23}$$

式中：L、μ 为分别为电流误差边界、饱和函数系数，二者需要满足 $\mu = 1/L$。图 3 所示是饱和函数图像。

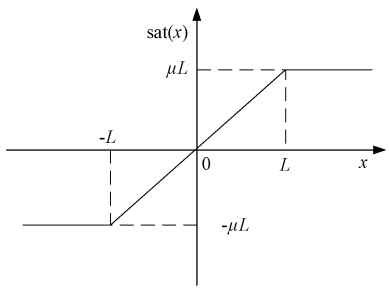


图 3 饱和函数图像

Fig. 3 Saturation function graph

设计函数为：

$$sig^b(e) = sat(x) \mid x \mid^b \tag{24}$$

则设计的新的滑模面如下：

$$\sigma = e + a_1 sig^{b_1}(e) + a_2 sig^{b_2}(\dot{e}) \tag{25}$$

其中，$a_1 > 0$，$a_2 > 0$，$1 < b_1 < 2$，$b_1 > b_2$。

式(25)可以推导如下：

$$\dot{\sigma} = \dot{e} + a_1 b_1 \mid e \mid^{b_1 - 1} \dot{e} + a_2 b_2 \mid e \mid^{b_2 - 1} \ddot{e} \tag{26}$$

在选取式(25)NFTSM 滑模面后，为了确保状态变量能够保持在滑移模式表面 $\sigma = 0$ 上，等效控制律 u_e 由根据条件 $\dot{\sigma} = 0$ 导出，具体如下：

$$u_e = \frac{1}{a_2 b_2} \mid e \mid^{1-b_2} (\dot{e} + a_1 b_1 \mid e \mid^{b_1 - 1} \dot{e}) \tag{27}$$

为了促进状态变量迅速收敛到 NFTSM 滑模面，设计了新的控制律 u_{sw}：

$$u_{sw} = -k_1 \sigma - k_2 sig^g(\sigma) \tag{28}$$

式中：k_1 和 k_2 是增益常数。通过适当选择 g 的值，可以有效地抑制抖动效应，确保 $0 < g < 1$，这样可以使系统状态平稳迅速地接近滑模面。

为了解决 k_2 对 u_q 抖动的影响，为 k_2 引入了一个自适应参数 k'_2，其值为：

$$k'_2 = k_2 + (k_{2\max} - k_2)\tanh(k_s \mid \omega_e^* - \omega_e \mid) \tag{29}$$

其中，$k_{2\max}$ 是最大增益，k_s 是增益，k_2 是最小增益。

通过式(10)、(28)、(29)可以得到 ANFTSMC 控制律如下：

$$u_c = u_e + u_{sw} \tag{30}$$

为了评估所提出的控制律的稳定性，通过李雅普诺夫函数进行分析如下。

李雅普诺夫函数设为：

$$V(t) = \frac{1}{2}\sigma^2 \tag{31}$$

通过式(24)～(27)可以得到 Lyapunov 函数的一阶导数 $\dot{V}(t)$ 为：

$$\dot{V}(t) = \sigma\dot{\sigma} = \sigma(-k_1\sigma - k_2 \mathrm{sgn}^g(\sigma)) = -k_1\sigma^2 - k_2 \mid \sigma \mid^g sign(\sigma) = -k_1\sigma^2 - k_2 \mid \sigma \mid^{g+1} \leqslant 0 \tag{32}$$

因此，式(32)满足 Lyapunov 稳定性定理，说明系统稳定。

3 仿真与结果分析

整个基于级联扩展状态观测器和新型滑模的 PMSM 控制系统框图如图 4 所示。

其中逆变器的直流母线电压 $U_{DC} = 24$ V，采用 200 WSPMSM，极对数为 5，定子电感 $L_s = 0.195$ mH，定子电阻 $R_s = 0.35\ \Omega$，永磁体磁通 $\psi_f = 0.011$ Wb，转动惯量 $J = 0.58 \times 10^{-4}$ kg·m^2。为验证设计的非级联控制方法响应速度快，能够有效地调节速度和电流，将本文算法与传统 SMO 无位置传感器控制进行仿真对比，图 5 所示为 PMSM 在空载条件下以给定转速 500 r/min 起动，在 0.3 s 时转速突变为 1 000 r/min 的转速波形。

从图 5 可以看出，PI 控制的 PMSM 起动时超调量为 48 r·min^{-1}，调节时间较长。与之相比，本文控制算法起动时转速无超调，且调节时间较短。当在 0.3 s 发生转速突变时，传统方法 0.075 s 趋于稳定，而本文方法 0.03 s 达到稳定。因此，本文控制算法比传统的 PI 控制算法响应速度更快，调节时间更短。

给定转速 1 000 r/min，0.3 s 突加 5 N·m 的负载，PMSM 在两种控制策略下的转速响应波形如图 6 所示。

可以看出在 0.3 s 负载转矩发生突变，本文控制方法比传统 PI 控制算法波动更小，能够在更短的时间内达到稳定状态，抗干扰能力更强。

转子位置实际值与估计值如图 7 所示。由图 7(a)、(b)可知，本文控制方法相较于传统 SMO 控制方法提高了系统转子位置估计精确度，转子位置估计更精确，系统控制性能更好。

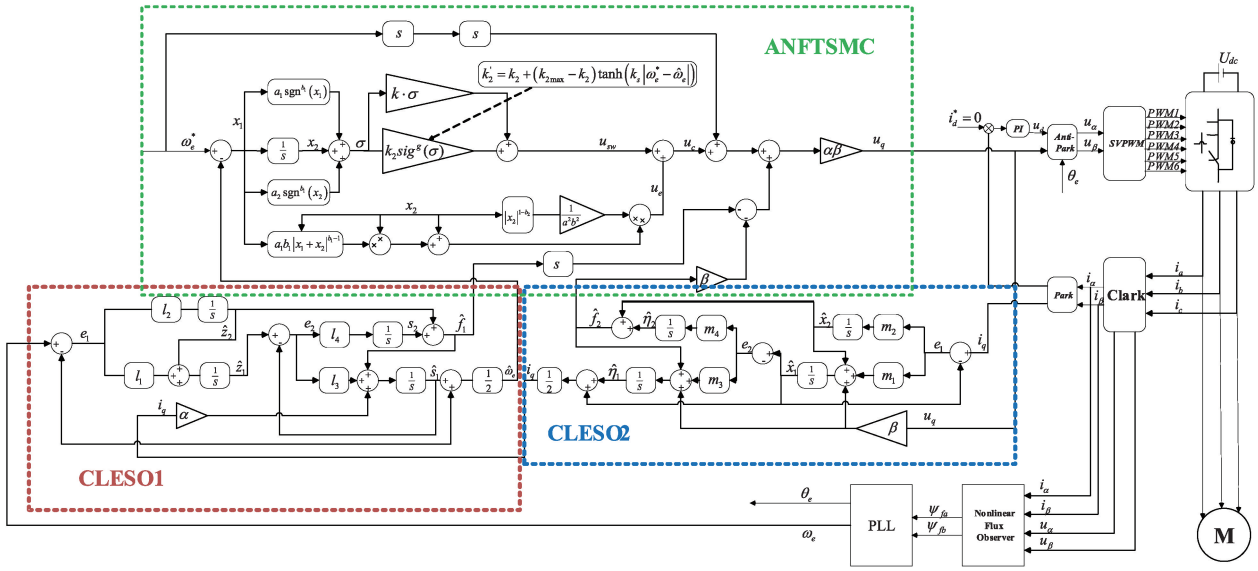


图 4　系统控制框图

Fig. 4　System control block diagram

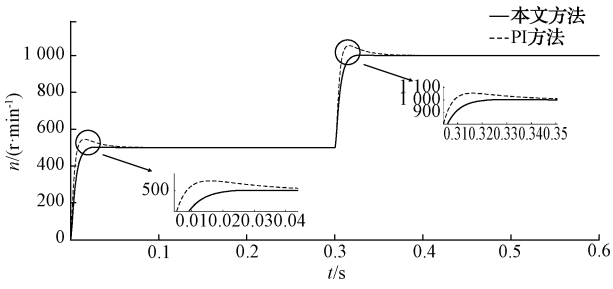


图 5　空载起动与变转速响应波形

Fig. 5　Waveform of no-load starting and variable speed response

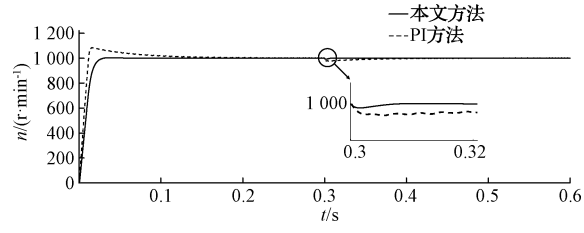
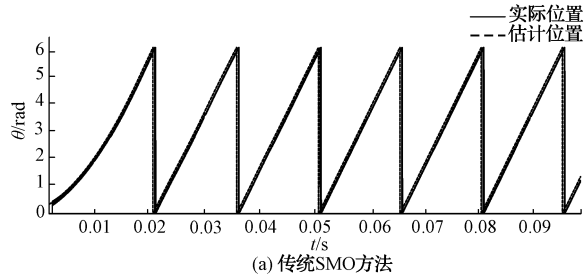


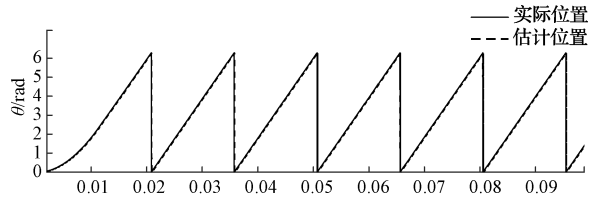
图 6　突加负载时转速波形

Fig. 6　Speed waveform during sudden load application



(a) 传统SMO方法

(a) Traditional SMO method



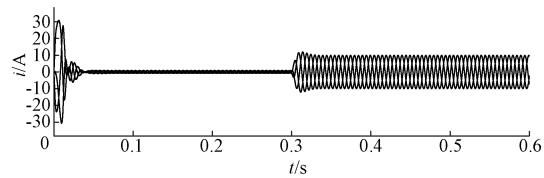
(b) 本文方法

(b)Proposed method

图 7　转子位置实际值与估计值

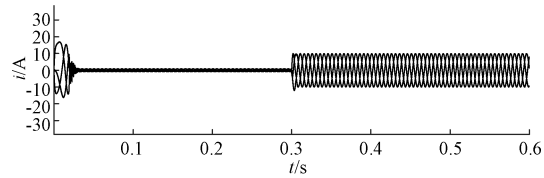
Fig. 7　Actual and estimated rotor position values

PMSM 在给定转速 1 000 r/min，0.3 s 突加 10 N·m 的负载下，两种控制策略下的定子电流波形如图 8 所示。本文采用的方法相较于传统的 PI 控制方法，当突加负载时，系统能快恢复到平衡状态，具有更好的抗干扰能力和鲁棒性能。



(a) 传统PI方法

(a) Traditional PI method



(b) 本文方法

(b)Proposed method

图 8　三相电流对比波形

Fig. 8　Comparison waveform of three-phase current

4 结 论

本文提出了一种适用于SPMSM的级联扩展观测器无传感器控制策略，该方法采用自适应非奇异终端滑模控制器和级联扩展状态观测器相结合，通过与传统滑模观测器的无位置传感器控制方法相比，在抗干扰性能、动态响应和鲁棒性方面表现出优异的性能，削弱了系统抖动，增强了系统的鲁棒性。最后，通过仿真验证了本文提出的控制策略的有效性。

参 考 文 献

[1] 尹诗荀，郑志安，朱俊杰. 基于延迟补偿的永磁同步电机并行自抗扰控制[J]. 仪器仪表学报，2024，45(3)：275-285.
YIN SH X，ZHENG ZH AN，ZHU J J. Parallel active disturbance rejection control of permanent magnet synchronous motor based on delay compensation [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument，2024，45(3)：275-285.

[2] 吴春，吴辰浩，康李佳，等. 基于新型高阶锁相环的永磁同步电机无位置传感器控制[J/OL]. 中国电机工程学报：1-12[2024-07-20].
WU CH，WU CH H，KANG L J，et al. Position sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on novel high-order phase-locked loop [J/OL]. Chinese Journal of Electrical Engineering：1-12 [2022-07-20].

[3] 康尔良，陈健. 永磁同步电机改进滑模无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报，2022，26(10)：88-97.
KANG ER L，CHEN J. Improved sliding mode sensorless control of permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Motor and Control，2022，26(10)：88-97.

[4] QIU H N，ZHANG H X，MIN L，et al. Adaptive control method of sensorless permanent magnet synchronous motor based on super-twisting sliding mode algorithm[J]. Electronics，2022，11(19)：3046-3046.

[5] 周林，林珊，王孝洪，等. 基于高频正交方波注入法的永磁同步电机控制研究[J]. 电机与控制学报，2024，28(2)：64-74.
ZHOU L，LIN SH，WANG X H，et al. Research on permanent magnet synchronous motor control based on high frequency orthogonal square wave injection method [J]. Journal of Motor and Control，2024，28(2)：64-74.

[6] 何郑，马西沛，范平清，等. 永磁同步电机无位置传感器控制策略研究[J]. 上海工程技术大学学报，2021，35(4)：321-326.
HE ZH，MA X P，FAN P Q，et al. Research on sensorless control strategy for permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Shanghai University of Engineering and Technology，2021，35(4)：321-326.

[7] 李迎杰，刘旭东. 基于高阶滑模观测器和改进PLL的永磁同步电机无传感器控制[J]. 电气工程学报，2023，18(4)：96-105.
LI Y J，LIU X D. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on high-order sliding mode observer and improved PLL [J]. Journal of Electrical Engineering，2023，18(4)：96-105.

[8] 张云，阮承治. 一种用于SPMSM的改进型滑模模型参考自适应系统观测器[J]. 电机与控制应用，2023，50(10)：70-75.
ZHANG Y，RUAN CH ZH. An improved sliding mode model reference adaptive system observer for SPMSM [J]. Motor and Control Applications，2023，50(10)：70-75.

[9] 陶泽昊，焦晓红. 利用磁通估计的永磁同步电机速度跟踪控制[J]. 控制工程，2017，24(5)：1090-1094.
TAO Z H，JIAO X H. Speed tracking control of permanent magnet synchronous motor using magnetic flux estimation [J]. Control Engineering，2017，24(5)：1090-1094.

[10] 陈昱昊，郑宾. 基于模糊PI控制的永磁同步电机矢量控制性能研究[J]. 国外电子测量技术，2022，41(7)：75-81.
CHEN Y H，ZHANG B. Research on vector control performance of permanent magnet synchronous motor based on fuzzy PI control [J]. Foreign Electronic Measurement Technology，2022，41(7)：75-81.

[11] 卢志远，柏受军，江明，等. 改进的线性自抗扰永磁同步电机转速控制器设计[J]. 电子测量与仪器学报，2022，36(4)：73-81.
LU ZH Y，BAI SH J，JIANG M，et al. Design of an improved linear active disturbance rejection permanent magnet synchronous motor speed controller [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation，2022，36(4)：73-81.

[12] 高俊，张河山，彭志远，等. 基于状态转移约束的永磁同步电机模型预测控制策略[J]. 电子测量与仪器学报，2021，35(8)：86-92.
GAO J，ZHANG H SH，PENG ZH Y，et al. Model predictive control strategy for permanent magnet synchronous motor based on state transition constraints [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation，2021，35(8)：86-92.

[13] 李昂，袁佳俊，赵峰，等. 永磁同步电机改进滑模观测

器矢量控制[J].电子测量技术,2023,46(6):37-43.
LI ANG, YUAN J J, ZHAO F, et al. Improved sliding mode observer vector control for permanent magnet synchronous motor [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(6): 37-43.

[14] YANG Z, ZHANG D, SUN X, et al. Nonsingular fast terminal sliding mode control for a bearingless induction motor [J]. IEEE Access, 2017, 5:16656-16664.

[15] 史梓豪,刘细平,张瑞恒,等.基于新型滑模观测器和非奇异快速终端滑模的永磁同步电机控制[J].国外电子测量技术,2023,42(5):135-141.
SHI Z H, LIU X P, ZHANG R H, et al. Permanent magnet synchronous motor control based on a novel sliding mode observer and non singular fast terminal sliding mode [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2023, 42(5): 135-141.

[16] 张智鑫,刘旭东.基于ESO的永磁同步电机伺服系统快速终端滑模控制[J].控制理论与应用,2023,40(7):1233-1242.
ZHANG ZH X, LIU X D. Fast terminal sliding mode control of permanent magnet synchronous motor servo system based on ESO [J]. Control Theory and Application, 2023, 40(7): 1233-1242.

作 者 简 介

林琪深,硕士,主要研究方向为电机设计与驱动。
E-mail:1394737016@qq.com

周士贵(通信作者),博士,副教授,主要研究方向为电力电子与电机传动。
E-mail:23094027@qq.com